

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-261364

(43)Date of publication of application : 13.09.2002

(51)Int.Cl.

H01S 3/10
H01S 3/06
H04B 10/04
H04B 10/06
H04B 10/14
H04J 14/00
H04J 14/02

(21)Application number : 2001-151312

(71)Applicant : SUMITOMO ELECTRIC IND LTD

(22)Date of filing : 21.05.2001

(72)Inventor : NAKAJI HARUO

(30)Priority

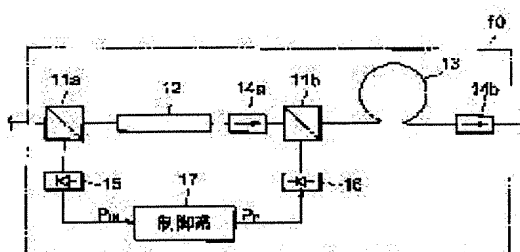
Priority number : 2000395516 Priority date : 26.12.2000 Priority country : JP

(54) OPTICAL AMPLIFIER, OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM INCLUDING THE SAME, AND OPTICAL FIBER MODULE INCLUDED THEREIN

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an optical amplifier or the like which has a structure of effectively suppressing power variations in a transient output signal caused by control delays.

SOLUTION: An optical amplifier (1), having an amplifying optical fiber (13), includes a control system (17) which monitors power variations in light separated by a splitter (11a) via a light receiving device (15) and which adjusts a power of excited light output from an exciting light source (16). A delay medium (12) is provided between the splitter (11a) and optical fiber (13), so that a difference between an arrival time of a signal passed through the splitter (11a) at an input end of the optical fiber (13), and the response time of the control system (17) is reduced to thereby suppress a variation in an output signal level.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-261364
(P2002-261364A)

(43) 公開日 平成14年9月13日 (2002.9.13)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	データベース* (参考)
H 0 1 S	3/10	H 0 1 S	3/10
	3/06		3/06
H 0 4 B	10/04	H 0 4 B	9/00
	10/06		
	10/14		

審査請求 未請求 請求項の数20 O L (全 14 頁) 最終頁に続く

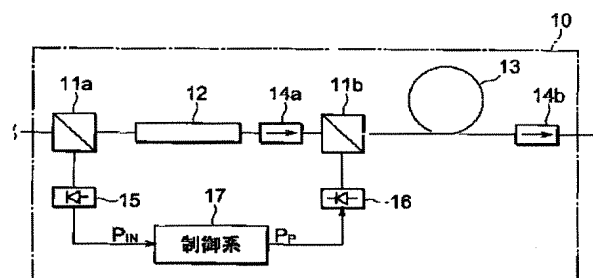
(21) 出願番号	特願2001-151312(P2001-151312)	(71) 出願人	000002130 住友電気工業株式会社 大阪府大阪市中央区北浜四丁目5番33号
(22) 出願日	平成13年5月21日 (2001.5.21)	(72) 発明者	中路 晴雄 神奈川県横浜市栄区田谷町1番地 住友電気工業株式会社横浜製作所内
(31) 優先権主張番号	特願2000-395516(P2000-395516)	(74) 代理人	100088155 弁理士 長谷川 芳樹 (外3名)
(32) 優先日	平成12年12月26日 (2000.12.26)	Fターム(参考)	5F072 AB09 AK06 HH02 HH06 PP07 RR01 YY17 5K002 BA04 BA13 CA09 CA13 DA02 FA01
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

(54) 【発明の名称】 光増幅器、それを含む光通信システム及びそれに含まれる光ファイバモジュール

(57) 【要約】

【課題】 制御遅延により生じる過渡的な出力信号のパワー変動を効果的に抑制する構造を備えた光増幅器等を提供する。

【解決手段】 増幅用光ファイバ(13)を備えた光増幅器(1)は、分岐器(11a)により分離された光のパワー変動を受光デバイス(15)を介してモニタし、励起光光源(16)から出力される励起光パワーを調節する制御系(17)を備える。分岐器(11a)と増幅用光ファイバ(13)との間には、遅延媒体(12)が配置されており、分岐器(11a)を通過した信号の増幅用光ファイバ(13)の入力端への到達時間と制御系(17)の応答時間とのずれを縮小させることにより、出力信号レベルの変動が抑制される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の信号波長帯域に含まれる複数チャネルの信号が伝搬する光伝送路上に配置される光増幅器であって、

前記光伝送路中を伝搬する前記信号を含む光の一部を分離する第1分岐器と、

前記第1分岐器により分離された光のパワーを検出するための第1受光デバイスと、

前記信号を増幅するための増幅用光ファイバと、

前記増幅用光ファイバに所定波長の励起光を供給する励起光光源と、

前記第1分岐器と前記増幅用光ファイバとの間に設けられた遅延媒体と、

前記第1分岐器により分離された光のパワーを前記第1受光デバイスを介してモニタし、該分離された光のパワー変動に追従して励起光パワーを調節するよう前記励起光光源を制御する制御系とを備えた光増幅器。

【請求項2】 前記遅延媒体は、3 dB以下の挿入損失を有することを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項3】 前記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、1 μ s以上かつ50 μ s以下であることを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項4】 前記遅延媒体は、0.2 km以上かつ10 km以下の長さを有するシングルモード光ファイバを含むことを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項5】 前記遅延媒体は、分散シフト光ファイバを含むことを特徴とする請求項4記載の光増幅器。

【請求項6】 前記遅延媒体は、前記シングルモード光ファイバと前記増幅用光ファイバとの間に配置された分散補償光ファイバを含むことを特徴とする請求項4記載の光増幅器。

【請求項7】 前記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、パワー変動の検出時から前記励起光光源の制御開始時までの前記制御系の応答時間よりも長いことを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項8】 前記励起光光源から供給される励起光の波長は、0.98 μ mであることを特徴とする請求項7記載の光増幅器。

【請求項9】 前記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、前記信号を含む光のパワー変動に起因した当該光増幅器における利得の、目標利得に対する過渡的変動に関し、該利得のオーバーシュート量とアンダーシュート量とが略同一になるよう調節されていることを特徴とする請求項8記載の光増幅器。

【請求項10】 前記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、パワー変動の検出時から前記励起光光源の制御開始時までの前記制御系の応答時間と略同一であることを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項11】 前記励起光光源から供給される励起光の波長は、1.48 μ mであることを特徴とする請求項

10記載の光増幅器。

【請求項12】 前記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、前記制御系の、前記第1分岐器により分離された光をモニタするサンプリング時間よりも長いことを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項13】 前記制御系は、前記分岐器により分離された光のパワー P_{IN} と前記励起光光源から出力される励起光のパワー P_p との関係を与える一次式 $P_p = a \cdot P_{IN} + b$ (a 、 b は定数)を利用して利得一定制御を行うことを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項14】 前記増幅用光ファイバの出力端における前記信号波長帯域内における信号分布をモニタするためのスペクトルアナライザを、さらに備えたことを特徴とする請求項13記載の光増幅器。

【請求項15】 前記制御系は、前記増幅用光ファイバの出力端における前記信号波長帯域内における信号分布を検出し、利得一定制御に利用される前記一次式中の定数 a 及び b を更新することを特徴とする請求項14記載の光増幅器。

【請求項16】 前記制御系は、前記増幅用光ファイバの出力端における光のパワー P_{OUT} に対する前記分岐器により分離された光のパワー P_{IN} の比で与えられる増幅率(P_{OUT}/P_{IN})を基づいて、利得一定制御に利用される前記一次式中の定数 a 及び b を更新することを特徴とする請求項13記載の光増幅器。

【請求項17】 前記増幅用光ファイバを通過した増幅光の一部を分離する第2分岐器と、該第2分岐器により分離された光のパワーを検出するための第2受光デバイスをさらに備えるとともに、

前記制御系は、前記第1及び第2分岐器によりそれぞれ分離された光のパワーを対応する前記第1及び第2受光デバイスに介してモニタし、これら第1及び第2受光デバイスによる検出結果に基づいて励起光パワーを調節するよう前記励起光光源を制御することを特徴とする請求項1記載の光増幅器。

【請求項18】 少なくともいづれかが、請求項1記載の光増幅器と同じ構造を有する複数の光増幅器を含む光通信システム。

【請求項19】 伝送路中を伝搬する多重化された信号の一部を信号チャネル単位で分離する分岐機能、及び信号チャネル単位で所定波長の信号あるいは多重化された信号を前記伝送路中に送出する挿入機能の少なくともいづれかを可能にする構造を備えた請求項18記載の光通信システム。

【請求項20】 所定の信号波長帯域に含まれる複数チャネルの信号が伝搬する光伝送路の出力端と融着接続されるべき第1端と該第1端と対向する第2端を有し、該光伝送路の一部を構成するシングルモード光ファイバと、

前記シングルモード光ファイバの第2端と融着接続され

た第1端と該第1端と対向する第2端を有する遅延ファイバと、
前記遅延ファイバの第2端と融着接続された第1端と該第1端と対向する第2端を有する増幅用光ファイバと、
前記シングルモード光ファイバの第2端と前記遅延ファイバの第1端との融着部分近傍に配置された第1ファイバカップラと、
前記遅延ファイバの第2端と前記増幅用光ファイバの第1端との融着部分近傍に配置された第2ファイバカップラとを備えた光ファイバモジュール。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、波長分割多重（WDM: Wavelength Division Multiplexing）伝送システムに適用可能な光増幅器、該光増幅器を含む光通信システム、及び該光増幅器の一部を構成する光ファイバモジュールに関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、光通信システムとして光増幅器を含むWDM伝送システムでは、システム全体の信頼性や運用効率を向上させるため、多重化された信号の一部を信号チャネル単位で分離したり、信号チャネル単位で所定波長の信号あるいは多重化された信号を伝送路に送出する構造として、OADM（Optical Add/Drop Multiplexer）やOXC（Optical Cross Connect）が導入されつつある。このようなWDM伝送システムにおいて注目されるのは、入力される信号のチャネル数変化に起因して生じる光増幅器内の過渡的な出力信号のパワー変動である。このため、光増幅器には、1チャネル当たりの出力信号パワー（出力信号レベル）が一定になるような制御が要求される。

【0003】これに対し、信号チャネル数の変動に起因した入力信号のパワー変動による過渡的な出力信号のパワー変動を抑制する手段として、利得一定制御（AGC: Automatic Gain Control）が試みられている。

【0004】なお、信号チャネル数の変動スピードが高速になるほど、また該信号チャネルの変動に起因した利得変動幅が大きくなるほど、AGCの応答スピードも高速化が要求される。

【0005】AGCの高速化技術としては、例えばSeo Yeon Park, et al., "Dynamic Gain and Output Power Control in a Gain-Flattened Erbium-Doped Fiber Amplifier", IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, Vol. 10, No. 6, JUNE 1998に、入力信号のパワー（入力信号レベル）のみを検出し、該入力信号のパワーに応じた励起光パワーを一次式を利用して算出し、AGCを行うフィードフォワード制御が提案されている。このAGCは、従来のフィードバック制御と比較して、簡単に高速化が達成でき、実際に開発された制御回路では650nsの応答時間が実現される。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】発明者は、従来技術について検討した結果、以下のような課題を発見した。すなわち、従来の光増幅器では、例えば入力信号のパワー変動を検出することによりフィードフォワード制御を行っても、制御回路の遅延により制御開始時間が遅れてしまい、その結果、制御回路の遅延分だけオーバーシュートが生じてしまう。

【0007】励起光光源を制御する制御回路の応答時間がほぼゼロであれば、光増幅器の入力端近傍で入力信号のパワー変動を検出（増幅前の変動検出）することにより、該入力信号のパワー変動検出とほぼ同時に該励起光光源から出力される励起光パワーの調節ができるため、過渡的な出力信号のパワー変動はほとんど生じない。しかしながら、実際の制御回路はある程度の応答時間を有する。そのため、図13に示されたように、光増幅器の入力端近傍で入力信号のパワー変動を検知しても（図13中の矢印Aで示された時点）、実際の入力信号のパワー変動が生じてから制御回路の応答時間分 t_1 だけは、該光増幅器において過渡的な出力信号のパワー変動（動的利得変動 P_D ）が生じてしまう（A. K. Srivastava, et al., "EDFA Transient Response to Channel Loss in WDM Transmission System", IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, Vol. 9, No. 3, MARCH 1997参照）。また、Y. Sun et al., "Fast power transients in WDM optical networks with cascaded EDFAs", ELECTRONICS LETTERS, 13th Feb. 1997, Vol. 3 No. 4には、光増幅器（EDFA）が多段接続されたシステムにおいて、過渡的な利得変動が累積することが示されている。

【0008】しかしながら、上記Srivastava文献では、入力信号のパワー変動に対する励起光パワーの変化遅延時間が $7\mu s$ までしか評価されておらず、係る遅延時間をより0に近づけた際に出力信号の過渡的なパワー変動が十分に抑制できるかは不明である。加えて、励起光波長による光増幅器の応答の差異については何ら言及されていない。

【0009】この発明は上述のような課題を解決するためになされたものであり、制御遅延により生じる出力信号の過渡的なパワー変動（利得変動）を効果的に抑制する構造を備えた光増幅器及びそれに含まれる光ファイバモジュール、該パワー変動の累積を効果的に抑制する構造を備えた光通信システムを提供することを目的としている。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明に係る光増幅器は、所定の信号波長帯域に含まれる複数チャネルの信号を伝送するためのWDM伝送システムに適用され、該WDM伝送システムに含まれる光伝送路中を伝搬する信号を増幅するための光学デバイスである。

【0011】上述の課題を解決すべく、この発明に係る

光増幅器は、少なくとも、分岐器と、受光デバイスと、増幅用光デバイス（増幅用光ファイバ）と、励起光光源と、遅延媒体と、制御系を備える。上記分岐器は、光伝送路を伝搬する信号を含む光の一部を分離する。上記受光デバイスは、分岐器により分離された光のパワー変動（レベル変動）を検出する。上記増幅用光ファイバには、信号を増幅するための希土類元素等が添加された光ファイバである。上記励起光光源は、増幅用光ファイバに所定波長の励起光を供給する。上記遅延媒体は、分岐器と増幅用光ファイバとの間に配置され、該分岐器から該増幅用光ファイバの入力端に到達するまで時間を遅延させるための光学デバイスである。また、上記制御系は、分岐器により分離された光のパワーを受光デバイスを介してモニタし、該分離された光のパワー変動に追従して励起光パワーを調節するよう励起光光源を制御する。

【0012】光増幅器の入力端近傍で生じる入力信号レベルの変動検出と同時に励起光パワーを意図的に変動させることができれば（励起光パワーの変動量は入力信号のパワーの変動量に応じて調整される）、出力信号の過渡的なパワー変動を十分に抑えることが可能である。ところが、変動検出から励起光のパワー制御までの応答時間をゼロにすることは現実的でない。そこで、この発明では、上記遅延媒体を利用して増幅用光ファイバへの信号入力に遅延を与えることにより、入力信号のパワーの増幅前における検出を可能にする。

【0013】この発明に係る光増幅器において、上記遅延媒体は3 dB以下の挿入損失を有するのが好ましい。雑音指数の過剰な劣化を抑制しながら、信号チャネル数の変動に起因した出力信号の過渡的あるいは動的なパワー変動が効果的に抑制されるからである。

【0014】具体的に、上記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、1 μ s 以上かつ50 μ s 以下であるのが好ましい。また、この遅延媒体は、0.2 km以上かつ10 km以下の長さを有するシングルモード光ファイバを含むのが好ましい。シングルモード光ファイバの伝送損失は0.2 dB/km程度なので、これにより当該光増幅器の雑音指数の劣化を最小限に抑制し、加えて、上記増幅用光ファイバへの入力信号の到達時間を1 μ s ~50 μ s の範囲に遅延させることができる。なお、遅延媒体に適用される光ファイバとしては、低損失でありかつ曲げ損失も低い純石英コアファイバが、当該光増幅器の小型化を実現する上で好ましい。

【0015】上記遅延媒体が長尺になる場合、該遅延媒体自体の分散の増加を抑えるため、該遅延媒体は、分散シフト光ファイバを含むのが好ましい。また、遅延媒体は、シングルモード光ファイバと増幅用光ファイバとの間に配置された分散補償光ファイバを含んでもよい。当該光増幅器がLバンド（1565 nm~1620 nm）において高速動作が要求される場合、当該光増幅器の分

散トランスを改善するため、増幅用光ファイバの分散を補償するのが好ましいからである。

【0016】また、発明者は、当該光増幅器の応答特性が励起光波長に依存することを発見した。そこで、励起光波長として0.98 μ mが適用された光増幅器の場合、上記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、信号パワー変動の検出時から前記励起光光源の制御開始時までの上記制御系の応答時間よりも長くなければならない。波長0.98 μ mの励起光で励起される光増幅器では、入力信号のパワー変動と略同時に励起光パワーを変化させても、出力信号の過渡的なパワー変動を十分に抑制できないからである。なお、励起光波長として0.98 μ mが適用された光増幅器の場合、上記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、入力信号のパワー変動に起因した当該光増幅器における利得の、目標利得に対する過渡的変動に関し、該利得のオーバーシュート量とアンダーシュート量とが略同一になるよう調節されるのが好ましい。

【0017】一方、励起光波長として1.48 μ mが適用された場合、上記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、入力信号のパワー変動検出時から励起光パワーの制御開始時までの応答時間と略同一であるのが好ましい。この場合、上述の励起光波長0.98 μ mと異なり出力信号の過渡的なパワー変動を十分に抑制できるからである。

【0018】また、上記遅延媒体により与えられる信号遅延時間は、上記制御系の、分岐器により分離された光をモニタするサンプリング時間よりも長くなるよう調節されるのが好ましい。入力信号のパワー変動に追従した励起光パワーの調節を可能にするためである。

【0019】上記制御系は、分岐器により分離された光のパワー P_{IN} と励起光光源から出力される励起光のパワー P_P との関係を与える一次式 $P_P = a \cdot P_{IN} + b$ （ a 、 b は定数）を利用してAGCを行う。フィードフォワード制御による高速制御を可能にするためである。しかしながら、図13に示されたように、制御時間 t_2 で上述の出力信号の過渡的なパワー変動が抑制されたとしても、変動前と変動後とで出力信号の飽和パワーの平均値（時間平均）が異なっている状態でAGCが行われると、静的利得変動 P_Q が生じる可能性もある。

【0020】そこで、この発明に係る光増幅器は、増幅用光ファイバの出力端における信号波長帯域内の信号分布をモニタするためのスペクトルアナライザをさらに備えるのが好ましい。その際、上記制御系は、この増幅用光ファイバの出力端における信号波長帯域内の信号分布を検出し、AGCに利用される上記一次式中の定数 a 及び b を更新する。

【0021】なお、静的利得変動 P_Q を効果的に抑制するため、上記制御系は、増幅用光ファイバの出力端における増幅光パワー P_{OUT} に対する分岐器により分離され

た光のパワー P_{IN} の比で与えられる増幅率(P_{OUT}/P_{IN})を利用して、利得一定制御に利用される上記一次式中の定数 a 及び b を更新してもよい。

【0022】さらに、この発明に係る光増幅器は、上記増幅用光ファイバを通過した増幅光の一部を分離する分岐器と、この分岐器により分離された光のパワーを検出するための受光デバイスをさらに備えるのが好ましい。この場合、上記制御系は、増幅用光ファイバの前後に設けられた2つの分岐器によりそれぞれ分離された光のパワーを、対応する受光デバイスを介してモニタし、これら受光デバイスによる検出結果に基づいて励起光パワーを調節するよう上記励起光光源を制御する。

【0023】この発明に係る光通信システムは、少なくともいずれかが、上述のような構造を備えた光増幅器と同じ構造を有する複数の光増幅器を含む。また、当該光通信システムは、伝送路中を伝搬する多重化された信号の一部を信号チャネル単位で分離する分岐機能、及び信号チャネル単位で所定波長の信号あるいは多重化された信号を伝送路中に送出する挿入機能の少なくともいずれかを可能にする構造、例えばOADMやOXCを備えるのが好ましい。

【0024】この発明に係る光増幅器は、当該光増幅器の挿入損失を低減すべく、上記受光デバイス、励起光光源、及び光伝送路それぞれに接続されるべき端子を有する光ファイバモジュールを含むのが好ましい。この光ファイバモジュールは、光伝送路と融着接続されるべきシングルモード光ファイバと、該シングルモード光ファイバと融着接続されるべき上記遅延媒体としての遅延ファイバと、該遅延ファイバと融着接続されるべき増幅用光ファイバと、遅延ファイバに投入される前に当該光増幅器に到達した信号を含む光の一部を分離するための第1ファイバカップラと、増幅用光ファイバの入力端及び出力端の少なくともいずれかから励起光を供給するための第2ファイバカップラを備える。

【0025】具体的に、上記シングルモード光ファイバは、所定の信号波長帯域に含まれる複数チャネルの信号が伝搬する光伝送路の出力端と融着接続されるべき第1端と該第1端と対向する第2端を有し、該光伝送路の一部を構成する。上記遅延ファイバは、シングルモード光ファイバの第2端と融着接続された第1端と該第1端と対向する第2端を有する。上記増幅用光ファイバは、遅延ファイバの第2端と融着接続された第1端と該第1端と対向する第2端を有する。上記第1ファイバカップラは、シングルモード光ファイバの第2端と遅延ファイバの第1端との融着部分近傍に配置される。なお、上記第2ファイバカップラは、遅延ファイバの第2端と増幅用光ファイバの第1端との融着部分あるいは該増幅用光ファイバの第2端近傍に配置されるのが好ましい。

【0026】

【発明の実施の形態】以下、この発明に係る光増幅器及

びそれに含まれる光ファイバモジュールの各実施形態について図1～図12を用いて説明する。なお、図面の説明においては同一要素には同一符号を付し、重複する説明を省略する。また、図面の寸法比率は、説明のものと必ずしも一致していない。

【0027】図1は、この発明に係る光ファイバ増幅器の第1実施形態の構成を示す図である。この図1において、第1実施形態に係る光増幅器10は、信号光の進行方向に沿って、分岐器11a、遅延媒体12、光アイソレータ14a、合波器11b、増幅用光ファイバ13、そして光アイソレータ14bが順位配置され、これら光学デバイス11a、11b、12、13、14a、14bにより光伝送路の一部が構成されている。分岐器11aは、光伝送路から到達した複数チャネルの信号を含む光の一部を分離する。遅延媒体12は、分岐器11aを通過した信号が増幅用光ファイバ13の入力端に到達するのを遅延させるよう機能する。合波器11bは、遅延媒体を通過した信号とともに励起光を増幅用光ファイバ13の入力端側から供給する。

【0028】さらに、当該光増幅器10は、分岐器1aにより分離された光のパワーをモニタするための受光デバイス15(PD)と、励起光光源16(LD)と、該受光デバイス15を介して分離光のパワーをモニタしながら該分離光のパワー変動に追随するよう該励起光光源16を制御(フィードフォワード制御)する制御系17を備える。

【0029】一般に、エルビウムなどが添加された増幅用光ファイバ(EDF: Erbium-Doped Fiber)を有する光増幅器における利得係数 γ_s は、以下の式(1)のように近似的に表される。

【0030】

【数1】

$$\gamma_s = \frac{g}{1 + \frac{P_p^{\text{th}} \cdot P_s}{P_p \cdot P_{\text{sat}}}} \quad \dots (1)$$

ここで、 g : 未飽和利得

P_p^{th} : 励起光のしきい値パワー

P_p : 励起光パワー

P_s : 信号パワー

P_{sat} : 飽和パワー

【0031】上記式(1)によれば、利得係数 γ_s を一定にするため、すなわち光増幅器の利得を一定にするためには、 $(P_p^{\text{th}} \cdot P_s) / (P_p \cdot P_{\text{sat}})$ を一定にすればよい。入力信号のパワーが決まると、上記式(1)よりAGCに必要な励起光パワーが算出される。よって、この式(1)を利用することにより、フィードフォワード制御によるAGC(入力信号のパワーのみをモニタして励起光パワーを調節する)が可能になる。ただし、

上記AGCに必要な励起光パワー P_p は以下の一次式(2)で表すことができる。

$$【0032】 P_p = a \cdot P_{IN} + b \quad \cdots (2)$$

ここで、 P_p : 励起光パワー

P_{IN} : 入力信号パワー

a 、 b : 定数

フィードフォワード制御は、入力と出力を検出するフィードバック制御と比較して、高速なAGCを実現することが可能である。しかしながら、光増幅器の入力端において信号パワーを検出し、この検出結果に基づいて励起光パワーを制御していたのでは、制御系の応答時間分だけ入力信号のパワーが変動してしなうため、出力信号の過渡的なパワー変動が生じてしまう。

【0033】A. K. Strivastava, "EDFA Transient Response to Channel Loss in WDM Transmission System", IEEE PHOTONICS LETTERS, Vol. 9, No. 3, MARCH 1997では、入力信号のパワー変動に対して励起光パワーの調節遅延が引き起こす出力信号の過渡的なパワー変動について報告されている。これにより、入力信号のパワー変動に対する励起光パワーの変動遅延が小さいほど、出力信号の過渡的なパワー変動を抑制できることが分かる。理想的には、入力信号にパワー変動が生じたのと同時に適当量だけ励起光パワーを変化させることができれば、出力信号の過渡的なパワー変動を実質的に0に抑えることができる。この対処方法として、制御系の応答時間を十分に高速化することも考えられるが、該制御系の応答時間の短縮には限界がある。

【0034】そこで、この発明に係る光増幅器では、入力信号のパワー変化検出から増幅用光ファイバの入力端において信号パワーの変動が起こるまでの間に、信号をある程度(少なくとも制御系の応答時間分)遅延させるための構造が設けられている。この構造により、増幅用光ファイバの入力端における入力信号のパワー変動のタイミングと励起光パワーの変動タイミングとを一致させることができ、結果として、出力信号の過渡的なパワー変動を効果的に抑制することが可能になる。また、適当量だけ入力信号を遅延させることにより、制御系に要求される応答速度が緩和され、該制御系の設計が容易になる。

【0035】この第1実施形態に係る光増幅器10の動作について、図1を参照しながら説明する。光増幅器10では、光伝送路を伝搬してきた複数チャネルの信号を含む光の一部が分岐器11aにより分離され、この分離された光のパワー変動が受光デバイス15により検出される。一方、分岐器11aを通過した残りの光は遅延媒体12、光アイソレータ14a、合波器11bを順次通過して増幅用光ファイバ13に到達する。制御系17は、分岐器11aを通過した光が遅延媒体12を伝搬している間に、受光デバイス15を介して入力信号のパワー変動を検出し、励起光パワーを変動させるよう励起光

光源16を制御する。

【0036】以上の構成により、増幅用光ファイバ13の入力端においては、入力信号と励起光は、それぞれのパワー変動が略同期した状態となる。この結果、増幅用光ファイバ13からは最適化された利得だけ増幅された信号が出力され、該増幅された信号が光アイソレータ14bを介して光伝送路へ送出される。

【0037】なお、当該光増幅器10の雑音指数を改善するためには、少なくとも増幅用光ファイバ13の入力端における損失を極力低くする必要がある。そのため、増幅用光ファイバ13の入力端側に挿入される遅延媒体12はできる限り小さい挿入損失を有するのが好ましい。この点、挿入損失が3dB以下のシングルモード光ファイバが適しており、1km当たり約5 μ sの遅延を与えることができる。

【0038】なお、遅延媒体12としての光ファイバ(以下、遅延ファイバという)に波長分散が大きい光ファイバが適用された場合、別途分散補償光ファイバが必要になる。そのため、波長分散はできる限り小さい遅延ファイバの方が、分散補償を行う光ファイバを別途挿入する必要がなくなるため好ましい。ただし、遅延ファイバが長尺になる場合、該遅延ファイバ自体の分散の増加を抑えるため、該遅延ファイバは、分散シフト光ファイバを含むのが好ましい。また、遅延ファイバは、シングルモード光ファイバと増幅用光ファイバとの間に配置された分散補償光ファイバを含んでもよい。当該光増幅器10がLバンド(1565nm~1620nm)において高速動作が要求される場合、当該光増幅器10の分散トレランスを改善するため、増幅用光ファイバ13の分散を補償するのが好ましいからである。

【0039】なお、一般に、1信号チャネル当たりの伝送容量が10Gb/sのWDM伝送システムでは、累積分散が ± 1000 ps/nmまで許容できる。このことから、5段の中継器が挿入されたWDM伝送システムでは、遅延ファイバによる分散 ± 200 ps/nm以下が許容範囲と考えられる。なお、今後さらに、1信号チャネル当たりの伝送容量が増加していくと、累積分散をさらに低減する必要があるのは言うまでもない。

【0040】上述のように、この発明に係る光増幅器は、図2に示されたように、当該光増幅器の挿入損失を低減すべく、上記受光デバイス、励起光光源、及び光伝送路それぞれに接続されるべき端子を有する光ファイバモジュールを含むのが好ましい。この図2に示された光ファイバモジュールは、光伝送路と融着接続されるべきシングルモード光ファイバ100と、該シングルモード光ファイバ100と融着接続されるべき遅延ファイバ110(図1の遅延媒体12に相当)と、該遅延ファイバ110と融着接続されるべき増幅用光ファイバ120(図1の増幅用光ファイバ13に相当)と、遅延ファイバ110に入力される前に当該光増幅器に到達した信号

を含む光の一部を分離するための第1ファイバカプラ150(図1の分岐器11aに相当)と、増幅用光ファイバ120の入力端及び出力端の少なくともいずれかから励起光を供給するための第2ファイバカプラ160(図1の合波器11bに相当)を備える。このように、図2に示された光ファイバモジュールは、受光デバイス及び励起光光源を接続されるべきファイバカプラ150、160の入力端が解放されており、利用者は、当該WDM伝送システム全体の設計仕様に合わせて該受光デバイス及び励起光光源を選択すればよい。

【0041】具体的に、図2中のシングルモード光ファイバ100は、所定の信号波長帯域に含まれる複数チャネルの信号が伝搬する光伝送路の出力端と融着接続されるべき第1端と該第1端と対向する第2端を有し、該光伝送路の一部を構成する。遅延ファイバ110は、シングルモード光ファイバ100の第2端と融着接続された第1端と該第1端と対向する第2端を有する。増幅用光ファイバ120は、遅延ファイバ110の第2端と融着接続された第1端と該第1端と対向する第2端を有する。第1ファイバカプラ150は、シングルモード光ファイバ100の第2端と遅延ファイバ110の第1端との融着部分近傍に配置される。また、第2ファイバカプラ160は、遅延ファイバ110の第2端と増幅用光ファイバ120の第1端との融着部分近傍に配置される。なお、遅延ファイバ110は、上述のように、雑音指数の劣化を最小限に抑制するため、3dB以下の挿入損失を有する光ファイバを含むのが好ましい。また、長尺になる場合、遅延ファイバ110は、分散シフト光ファイバを含むのが好ましい。さらに、増幅用光ファイバ120の分散を補償すべく、当該遅延ファイバ110は、分散補償光ファイバを含んでもよい。

【0042】理想的には、入力信号のパワー変動と同時に励起光パワーを調節(変動)させる必要があるため、遅延媒体12により信号に与えられる遅延時間は、励起光光源16を制御するための制御系17(演算処理回路を含む)の応答時間とほぼ同程度にする必要がある。特に、入力信号のパワーを検出するサンプリング時間は、遅延媒体12により与えられる信号遅延時間よりも十分速くなるよう設定される必要がある。サンプリング時間が信号遅延時間よりも長くなると、入力信号のパワー変動を検出するタイミング自体が遅れるため、信号に与えた遅延の意味がなくなるからである。なお、サンプリング時間は、対象となる入力信号パワーの変動スピードによっても決定される。

【0043】励起光光源16がほぼステップ状に変化する場合、遅延媒体12により与えられる信号遅延時間と制御系17の応答時間(変動検出から励起光光源16の制御までに係る時間)を同じにすればよいが、実際は多少なりとも波形がブロードである。そのため、信号遅延時間を制御系17の応答時間よりも若干長めに設定して

おくことにより、過渡的な出力信号のパワー変動を効果的に抑制することができる。

【0044】上記式(1)及び式(2)によるフィードフォワード制御(AGC)は、入力信号のパワー変動前後における信号の飽和パワーの平均値が同じときに、上記式(2)を用いてAGCを行うことができる。しかしながら、飽和パワーには波長依存性があり、信号チャネル数の変動による入力信号のパワー変動が生じたとき、変動前後の飽和パワーの平均値が常に同じになるとは限らない(図13参照)。飽和パワーの平均値が異なった場合、式(2)中の定数a(傾き)とb(切片)を固定してAGCを行うと、静的利得変動 P_q が生じてしまう。

【0045】このような静的利得変動 P_q を抑制するためには、信号波長帯域内における信号波長の位置をモニタし、検出した信号分布によって適宜上記式(2)中の定数a、bを調節するのが好ましい。

【0046】図3は、上述のような考察に基づいて完成された、この発明に係る光増幅器の第2実施形態の構成を示す図である。

【0047】この第2実施形態に係る光増幅器20は、図3に示されたように、分岐器21a、遅延媒体22、光アイソレータ24a、合波器21b、増幅用光ファイバ23、光アイソレータ24b、受光デバイス25、励起光光源26、及び制御系27を備えた点において、第1実施形態と同様の構成を有する。しかしながら、この第2実施形態に係る光増幅器20は、上述の静的利得変動を抑制すべく、増幅用光ファイバ23からの出力信号を含む光の一部を分離するための分岐器21cと、該分岐器21cにより分離された光について、信号波長帯域内の信号分布をモニタするためのスペクトルアナライザ28を、さらに備えたことを特徴としている。

【0048】上記制御系27は、分岐器21aにより分離された光のパワー P_{IN} と励起光光源から出力される励起光のパワー P_p との関係を与える上記一次式 $P_p = a \cdot P_{IN} + b$ (a、bは定数)を利用してAGCを行う。フィードフォワード制御による高速制御を可能にするためである。しかしながら、図13に示されたように、制御時間 t_2 で上述の過渡的な出力信号レベルの変動が抑制されたとしても、変動前と変動後とで出力信号の飽和パワーの平均値(時間平均)が異なっている状態でAGCが行われると、静的利得変動 P_q が生じる可能性もあるため、この第2実施形態に係る光増幅器20では、制御系27が、増幅用ファイバ23の出力端における信号波長帯域内の信号分布をスペクトルアナライザ28を介して検出し、AGCに利用される上記一次式(2)中の定数a及びbを更新することにより、静的利得変動 P_q を効果的に抑制する。

【0049】図4は、この発明に係る光増幅器の第3実施形態の構成を示す図であり、この第3実施形態に係る

光増幅器30も、第2実施形態と同様に、静的利得変動 P_Q (図13参照)を低減するための構成を備えたことを特徴とする。

【0050】すなわち、この第3実施形態に係る光増幅器30は、図4に示されたように、分岐器31a、遅延媒体32、光アイソレータ34a、合波器31b、増幅用光ファイバ33、光アイソレータ34b、受光デバイス35、励起光光源36、及び制御系37を備えた点において、第1及び第2実施形態と同様の構成を有する。しかしながら、この第3実施形態に係る光増幅器30は、上述の静的利得変動を抑制すべく、増幅用光ファイバ33からの出力信号を含む光の一部を分離するための分岐器31cと、該分岐器31cにより分離された光のパワーを検出するための受光デバイス38を、さらに備えたことを特徴としている。

【0051】上記制御系37は、増幅用光ファイバ33の出力端における増幅光パワー P_{OUT} に対する分岐器31aにより分離された光のパワー P_{IN} の比で与えられる増幅率(P_{OUT}/P_{IN})を利用して、AGCに利用される上記一次式(2)中の定数a及びbを更新する。

【0052】さらに、この発明に係る光増幅器は、種々の変形が可能である。例えば、複数段の増幅部を備えた光増幅器はよくある。そのような構成においても各段の増幅部直前に遅延媒体を挿入するのは、光増幅器内での伝送損失が増大するため、雑音特性の劣化を引き起こすので好ましくない。

【0053】そこで、第4実施形態に係る光増幅器は、初段の増幅部の直前にだけ遅延媒体を挿入しておき、該遅延媒体に到達する前の信号パワーを検出し、その検出結果に基づいて各段の増幅部ごとに励起光パワーを調節する構成を備える。

【0054】図5は、この発明に係る光増幅器の第4実施形態の構成を示す図である。この図5において、第4実施形態に係る光増幅器40は、光伝送路中を伝搬してきた信号の進行方向にそって、該信号を含む光の一部を分離するための分岐器41と、遅延媒体42と、複数段の増幅部43a~43c(それぞれ増幅用光ファイバと励起光光源を備える)と、受光デバイス44と、これら複数段の増幅部43a~43cをそれぞれ制御するための制御系45を備える。

【0055】この第4実施形態に係る光増幅器40は、複数段の増幅部43a~43cの上流側に分岐器41を設け、該分岐器41により分離された光(信号を含む)の一部をモニタするよう構成されているので、増幅部のおのの直前で入力信号のパワー変動を検出する構成よりは、速く入力信号のパワー変動を検出することができ、入力信号のパワー変動に良好に追従したAGCが可能になる。また、この第4実施形態に係る光増幅器40は、複数段の増幅部43a~43cにおける入力信号のパワー変動検出と励起光パワーの調節(制御系45から

各増幅部43a~43cに含まれる励起光光源に対して制御信号 $P_{P1} \sim P_{P3}$ が出力される)の各タイミングを見かけ上一致させるべく、分岐器41と初段の増幅部43aとの間に遅延媒体42が設けられている。

【0056】このように遅延媒体42の下流側に複数段の増幅部43a~43cを備えた、第4実施形態の光増幅器40は、OADM(Optical Add/Drop Multiplexer)やOXC(Optical Cross Connect)等が挿入されたWDM伝送システムに適している。

【0057】なお、OADMやOXCが導入されたWDM伝送システムでは、光増幅器の入力信号のパワー変動が信号チャネル数の変動に起因して急峻に変化するケースが頻繁に発生する。そのような場合、適用される光増幅器は高速で利得を一定に維持するよう制御することが要求される。この第4実施形態に係る光増幅器40によれば、複数段の増幅部43a~43cのおのへの入力信号のパワー変動を増幅前に検知できるとともに、過渡的な出力信号パワーの変動を効果的に抑制することができる。

【0058】さらに、この発明に係る光増幅器は、遅延媒体に入力される信号を事前に増幅する構成を備えてもよい。

【0059】図6は、この発明に係る光増幅器の第5実施形態の構成を示す図である。

【0060】この第5実施形態に係る光増幅器50では、基本的には第1実施形態と同様に、信号の進行方向に沿って分岐器51a、遅延媒体52、光アイソレータ54a、合波器51b、増幅用光ファイバ53、光アイソレータ54bが順次配置され、これらにより光伝送路の一部が構成されている。また、分岐器51aにより分離された光のパワー変動をモニタするため受光デバイス55、合波器51bを介して増幅用光ファイバ53へ励起光を供給するための励起光源56が設けられ、制御系57が受光デバイス55を介して入力信号のパワー変動を検出し、励起光光源56を制御(AGC)するよう構成されている。

【0061】特に、この第5実施形態に係る光増幅器50では、分岐器51aの上流に、検出前の入力信号を増幅するための増幅部58(増幅用光ファイバ58aを含む)が設けられたことを特徴としている。この増幅部58と分岐器51aの間には可変減衰器及び利得等化器のいずれかからなる光学デバイス59が配置されている。したがって、この第5実施形態に係る光増幅器50は、少なくとも遅延媒体52と、該遅延媒体52を挟むように配置された2つの増幅用光ファイバ53、58aにより光伝送路の一部が構成されている。

【0062】以上の構成を備えた第5実施形態の光増幅器50によっても、入力信号のパワー変動を増幅前に検知できるとともに、過渡的な出力信号パワーの変動を効果的に抑制することができる。

【0063】さらに、発明者は、信号チャネル数の変化に対する励起光パワーの変化遅れに起因した出力信号の過渡的なパワー変動を、異なる励起光波長ごとに評価した。図7は、その実験系の構造を示す図である。

【0064】図7の実験系は、変動信号として8チャネルの信号をそれぞれ出力する光源62a、残留信号として1チャネルの信号を出力する可変長光源62b、光源62aからの8チャネル信号を合波する合波器61a、合波器61aからの合波信号を通過させるか、あるいは遮断するためのAOM (Acousto-Optic Modulator) 63、光源62aからの変動信号を減衰させるための可変減衰器64a、可変長光源62bからの残留信号を減衰させるための可変減衰器64b、変動信号と残留信号を合波するためのファイバ・カップラ65、ファイバ・カップラ65を通過した光を増幅するための光増幅器としてのEDFA66、EDFA66により増幅された信号を各波長ごとに分離するための分波器61b、EDFA66に入力される前の信号を受光するための受光デバイス67b、分波器61bにより分離された残留信号を受光するための受光デバイス61a、受光デバイス67a、67bの各信号をモニタするオシロスコープ68、及び制御系69を備える。

【0065】なお、制御系69が制御するAOM63の変調周波数は1kHzである。また、信号チャネル数変化による15dBの入力レベル変動（例えば、信号チャネル数が32から1に変動するような場合）が起こった場合の、残留信号パワーの過渡応答特性を調べるため、8チャネルの変動信号の1チャネル当たりの入力レベルは-10.17dBm/ch、残留信号の入力レベルは-16dBm/chに設定されている。変動信号の各波長は、1533.4nm、1536.6nm、1539.7nm、1542.9nm、1550.1nm、1553.3nm、1556.5nm、1559.7nmである。この実験において、残留信号の波長は1531.8nmから1561.4nmまで変化させた。

【0066】また、用意された光増幅器66は、励起光波長0.98μmの前方励起型EDFAと、励起光波長1.48μmの前方励起型EDFAである。

【0067】励起光波長0.98μmの前方励起型EDFAは、図8(a)に示されたように、信号を含む光の一部を分離するためのカップラ661（分波器）、増幅前の信号を受光するための受光デバイス662、光アイソレータ663、波長0.98μmの励起光を供給するための励起光光源665、信号と波長0.98μmの励起光を合波するための合波器664、Erが添加された増幅用光ファイバ666（EDF）、光アイソレータ667、利得等価器（GEQ）668、増幅された信号を含む光の一部を分離するためのカップラ669、及びカップラ669により分離された光を受光するための受光デバイス670を備える。なお、この励起光波長0.98μm

の前方励起型EDFAは、パワーレベル-1dBmの入力信号に対してパワーレベル+12.5dBmの利得が得られるよう調節されている。

【0068】一方、励起光波長1.48μmの前方励起型EDFAは、図8(b)に示されたように、信号を含む光の一部を分離するためのカップラ661（分波器）、増幅前の信号を受光するための受光デバイス662、光アイソレータ663、波長0.98μmの励起光を供給するための励起光光源665、信号と波長0.98μmの励起光を合波するための合波器664、Erが添加された増幅用光ファイバ666（EDF）、分波器671、光アイソレータ667、利得等価器（GEQ）668、増幅された信号を含む光の一部を分離するためのカップラ669、及びカップラ669により分離された光を受光するための受光デバイス670を備える。なお、この励起光波長1.48μmの前方励起型EDFAは、パワーレベル-1dBmの入力信号に対してパワーレベル+11.4dBmの利得が得られるよう調節されている。

【0069】図8(a)及び図8(b)のEDFA66いずれにおいても、制御系69は、AOM63に同期して励起光光源665を駆動させる。また、制御系69は、信号チャネル数の変化に対する励起光パワー変化の遅延時間Δtは、図9に示されたように、制御系69が、AOM63への制御信号の位相と励起光光源665への制御信号の位相を調節することにより変化させられる。なお、図9(a)は、入力光パワーの時間応答を示し、図9(b)は、励起光パワーの時間Δtだけ遅延した時間応答を示すグラフである。

【0070】図10(a)には、図8(a)に示された励起光波長0.98μmの前方励起型EDFAについて、波長1551.7nmの残留信号に対する過渡応答特性が示されている。また、図10(b)には、図8(b)に示された励起光波長1.48μmの前方励起型EDFAについて、波長1551.7nmの残留信号に対する過渡応答特性が示されている。なお、信号チャネル数の変動に対する励起光パワー変化の遅延時間は0（信号チャネル数の変動と同時に励起光パワーを変化させた場合）である。

【0071】この測定結果から分かるように、励起光波長0.98μmの前方励起型EDFAでは0.2dBのオーバーシュートが生じているのに対し（図10(a)参照）、励起光波長1.48μmの前方励起型EDFAでは、ほとんどオーバーシュートが生じていない（図10(b)参照）。

【0072】また、図11(a)には、図8(a)に示された励起光波長0.98μmの前方励起型EDFAの、波長1531.7nm～1561.4nmの各残留信号に対する過渡的なパワー変動の遅延時間依存性、図11(b)には、図8(b)に示された励起光波長1.

48 μm の前方励起型EDFAの、波長1531.7 nm \sim 1561.4 nmの各残留信号に対する過渡的なパワー変動の遅延時間依存性がそれぞれ示されている。なお、図11(a)及び図11(b)において、横軸の遅延時間は、マイナスのとき信号チャネル数の変動よりも励起光パワーの変動の方が早いことを意味し、プラスのとき信号チャネル数の変動の方が励起光パワーの変動よりも早いことを意味する。また、図11(a)において、グラフG1010は、波長1531.7 nmの残留信号に対するパワー変動、グラフG1020は、波長1541.3 nmの残留信号に対するパワー変動、グラフG1030は、波長1551.7 nmの残留信号に対するパワー変動、そしてグラフG1040は、波長1561.4 nmの残留信号に対するパワー変動をそれぞれ示す。図11(b)において、グラフG2010は、波長1531.7 nmの残留信号に対するパワー変動、グラフG2020は、波長1541.3 nmの残留信号に対するパワー変動、グラフG2030は、波長1551.7 nmの残留信号に対するパワー変動、そしてグラフG2040は、波長1561.4 nmの残留信号に対するパワー変動をそれぞれ示す。

【0073】これら図11(a)及び図11(b)の結果から、①遅延時間の増加に起因したパワー変動の増加は、残留信号の波長が短くなるほど大きくなり、このような現象は励起光の波長には依存しないこと、②励起光波長1.48 μm の前方励起型EDFAでは、信号チャネル数の変動と同時に励起光パワーを必要量変動させると、過渡的なパワー変動を十分に抑制することができること、③励起光波長0.98 μm の前方励起型EDFAでは、信号チャネル数の変動と同時に励起光パワーを必要量変動させても、過渡的なパワー変動を十分に抑制できないこと、そして、④信号チャネル数変の検出時から信号が遅延媒体を介して増幅用光ファイバの入力端に到達する間での時間よりも励起光パワーの変動開始時間を2 μs 程度早くなるよう設定された場合、過渡的なパワー変動を抑制できる可能性があること、などが分かる。

【0074】上記項目①は、EDFAにおいて、信号波長が短くなるほど過渡応答が高速になるためである。上記項目②の結果から、励起波長1.48 μm の前方励起型EDFAにおいて、AGCによる制御回路の高速化が行われれば、理想的には応答時間を0にすることで、過渡的なパワー変動を抑制できることが分かる(ただし、制御回路の応答時間を0にすることは現実的ではない)。また、上記項目③及び④の結果から、励起波長0.98 μm の前方励起型EDFAでは、AGCによりEDFAの応答時間を0にしても過渡的なパワー変動を抑制することはできないが、入力信号のパワー変動を予知して増幅用光ファイバの入力端において発生する信号チャネルの変動よりも2 μs 程度早く励起光パワーを制御することにより、過渡的なパワー変動を抑制できる可能

性があることが分かる。

【0075】なお、以上のような励起光波長によるEDFAの応答時間の差は、励起波長0.98 μm の前方励起型EDFAが2準位モデルであるのに対し、励起波長1.48 μm の前方励起型EDFAが3準位モデルであり、かつ $I_{11/2}$ 励起準位が約数 μs 程度の緩和時間をもっているためと考えられる。

【0076】上述の図10及び図11の結果から、励起波長0.98 μm の前方励起型EDFAでは、信号チャネル数の変動を信号が増幅用光ファイバの入力端に到達する前に予知して、励起光パワーを制御する必要がある。

【0077】そこで、この発明に係る光増幅器では、遅延媒体を利用して信号チャネル数の変動検知から信号が増幅用光ファイバの入力端に到達する間での時間が調節される。図12(a)は、比較例として、図4に示された光増幅器(EDFA)のうち遅延媒体32が除去されたEDFAの過渡応答特性を示し、図12(b)は、遅延媒体32として400 mのシングルモード光ファイバが適用されたEDFAの、波長1551.7 nmの残留信号に対する過渡応答特性を示す。なお、遅延媒体32として適用された400 mのシングルモード光ファイバは、信号伝搬時間に約2 μs の遅延を与える。

【0078】図12(a)から分かるように、遅延媒体を有さないEDFAでは、出力信号のパワー変動に約0.2 dBのオーバーシュートが生じている。一方、図12(b)から分かるように、遅延媒体として約2 μs の遅延を与える400 mのシングルモード光ファイバを有するEDFAでは、約0.1 dB程度のアンダーシュートを生じているが、オーバーシュートを焼く0.1 dB程度に抑制されている。これにより、遅延媒体32としてシングルモード光ファイバが適用されたEDFAでは、過渡的なパワー変動幅は変わらないが、最大パワー変動値が低減される。したがって、複数の光増幅器が多段接続された光通信システムでは、過渡的なパワー変動が累積することを考慮すると(Sun文献参照)、パワー変動の幅は変化しなくとも最大パワー変動値が小さく抑えられる当該光増幅器が適用される方がより、複数の光増幅器が多段接続される光通信システムに適していることが分かる。

【0079】なお、遅延媒体としての光ファイバは、長さ当たりの損失が小さい方がより好ましい。光増幅器の雑音特性の劣化を最小限に抑制できるからである。また、遅延媒体には、曲げ損失による損失増加が小さい光ファイバが適している。曲げ損失の小さい光ファイバが遅延媒体として適用されることにより、当該光増幅器自体の小型化が実現できるからである。特に、遅延媒体として純石英コアファイバが適用されれば、低損失かつ小型の光増幅器が実現可能になる。

【0080】また、励起波長1.48 μm のEDFAに

において、信号チャネル数の変動と同時に励起光パワーを変化させれば、いわゆる制御回路の応答時間を0にすることにより過渡的なパワー変動を抑制することはできるが、実際には該制御回路の応答時間を1 μ s以下に短縮することは非常に難しい。したがって、このような励起波長1.48 μ mのEDFAでも、遅延媒体により相当時間の遅延時間を信号に与えることにより効率的に出力信号のパワー変動を抑制することができ、制御回路の応答時間も緩和される。

【0081】複数の光増幅器が多段接続された光通信システムでは、信号パワーの変動が累積することから、このような光増幅器が多段接続された光通信システムやOADM、OXC等の光合分波構造を有する光通信システムに、遅延媒体が増幅用光ファイバの前段に適用された当該光増幅器が適用されれば、1段当たりの信号パワーの変動をより小さくできる。

【0082】

【発明の効果】以上のようにこの発明によれば、入力信号のパワー変動の検出タイミングと励起光パワーの制御開始タイミングとのずれを縮小させるフィードフォワード制御を可能にすべく、増幅用光ファイバの上流に3 dB以下の挿入損失を有する遅延媒体を備えたので、該入力信号のパワー変動の検出タイミングと該励起光パワーの制御開始タイミングとのずれにより生じる増幅用光ファイバから出力された増幅信号の過渡的なパワー変動が効果的に抑制される。また、上記遅延媒体の挿入損失は3 dB以下であるため、当該光増幅器の雑音指数が改善されるという効果がある。

【0083】さらに、励起光波長に対応して遅延媒体による遅延時間を適宜調節することにより、当該光増幅器から出力される出力信号の過渡的なパワー変動を効果的に抑制することができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明に係る光増幅器の第1実施形態の構成を示す図である。

【図2】この発明に係る光ファイバモジュールの具体的な構成を示す図である。

【図3】この発明に係る光増幅器の第2実施形態の構成を示す図である。

【図4】この発明に係る光増幅器の第3実施形態の構成を示す図である。

【図5】この発明に係る光増幅器の第4実施形態の構成を示す図である。

【図6】この発明に係る光増幅器の第5実施形態の構成を示す図である。

【図7】信号チャネル数の変化に対する励起光パワー変化の遅れに起因した出力信号の過渡的なパワー変動量を評価するための実験系の構造を示す図である。

【図8】図7に示された実験系に適用される光増幅器(EDFA)として、波長0.98 μ mの励起光を利用した光増幅器(a)と、波長1.48 μ mの励起光を利用した光増幅器(b)の各構造を示す図である。

【図9】図7に示された実験系におけるトータル入力パワー(a)と励起光パワー(b)の時間応答を示すグラフである。

【図10】図8(a)に示された励起光波長0.98 μ mの光増幅器(a)と、図8(b)に示された励起光波長1.48 μ mの光増幅器(b)のそれぞれについて、波長1551.7 nmの残留信号に対する過渡応答特性を示すグラフである。

【図11】図8(a)に示された励起光波長0.98 μ mの光増幅器(a)と、図8(b)に示された励起光波長1.48 μ mの光増幅器(b)のそれぞれについて、波長1531.7 nm～1561.4 nmの各残留信号に対する過渡的なパワー変動の遅延時間依存性を示すグラフである。

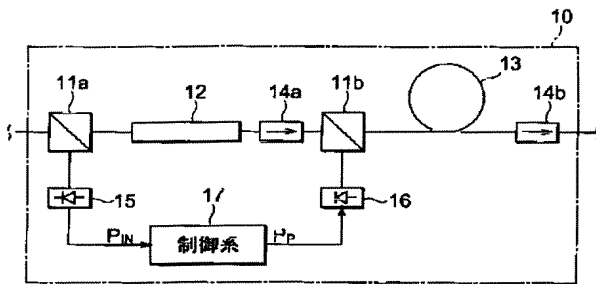
【図12】図4に示された光増幅器に遅延媒体として400mのシングルモード光ファイバが適用されなかった場合(a)と適用された場合(b)のそれぞれについて、波長1551.7 nmの残留信号に対する過渡応答特性を示すグラフである。

【図13】従来の光増幅器におけるAGCの課題を説明するためのグラフである。

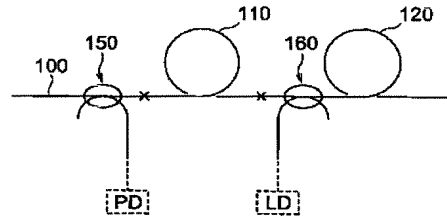
【符号の説明】

10、20、30、40、50、66…光増幅器、12、22、32、42、52…遅延媒体、13、23、33、43、53、666…増幅用光ファイバ、14a、24a、34a、44a、54a…分岐器、15、25、35、45、55…受光デバイス、16、26、36、46、56、665…励起光光源、17、27、37、47、57、69…制御系、150、160…ファイバコブラ。

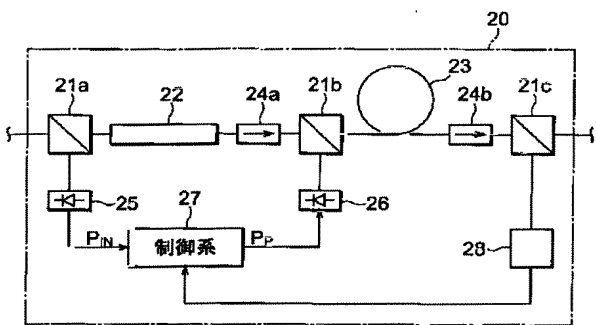
【図1】



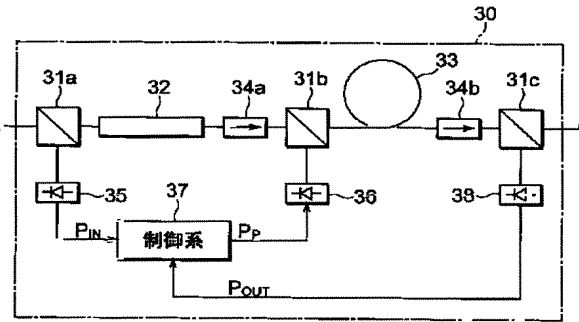
【図2】



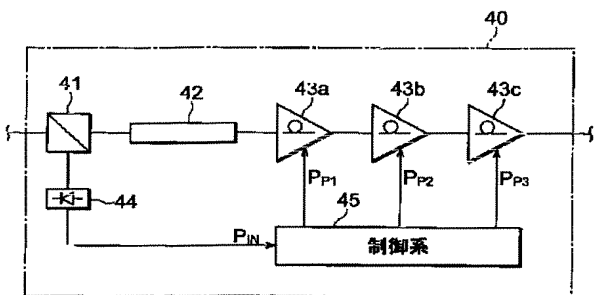
【図3】



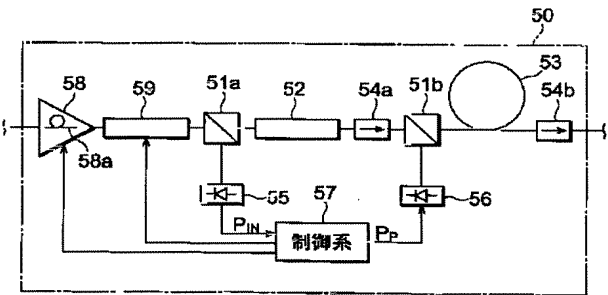
【図4】



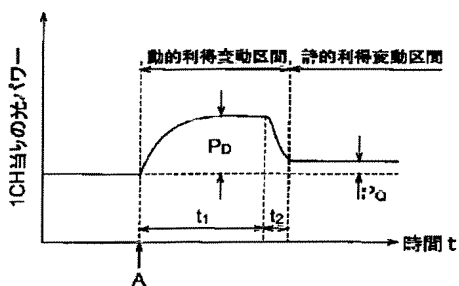
【図5】



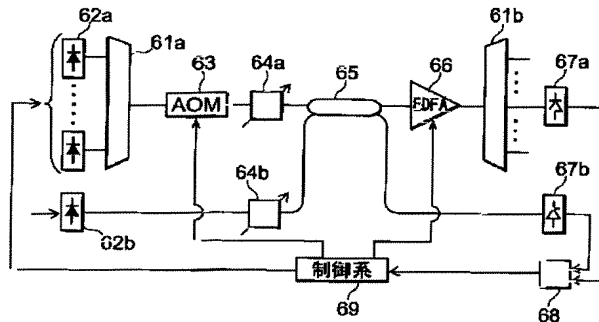
【図6】



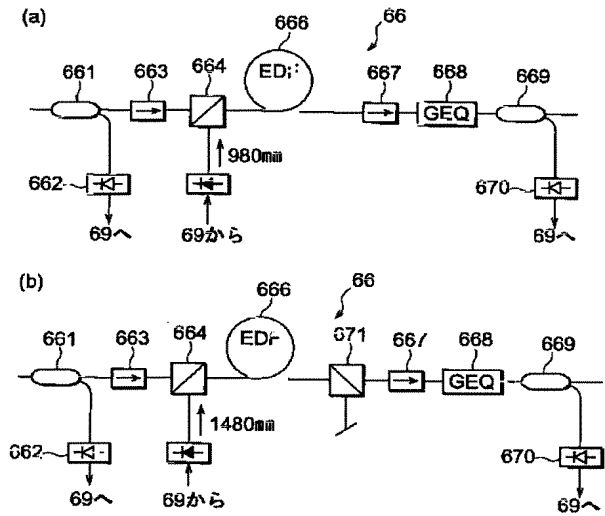
【図13】



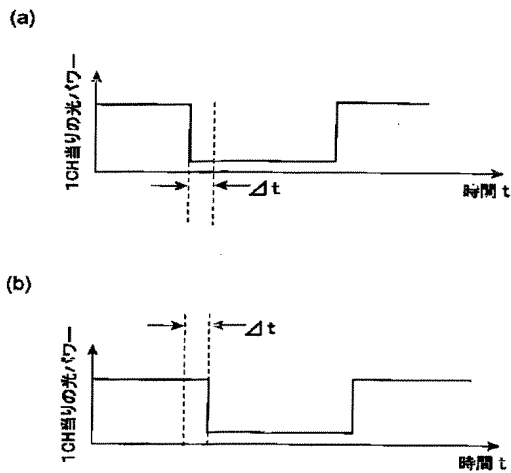
【図7】



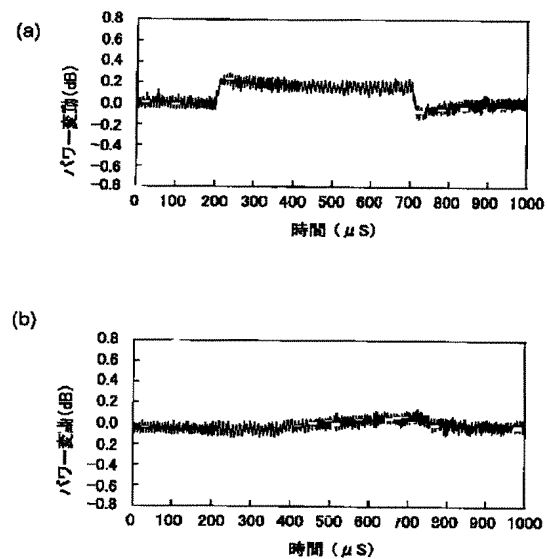
【図8】



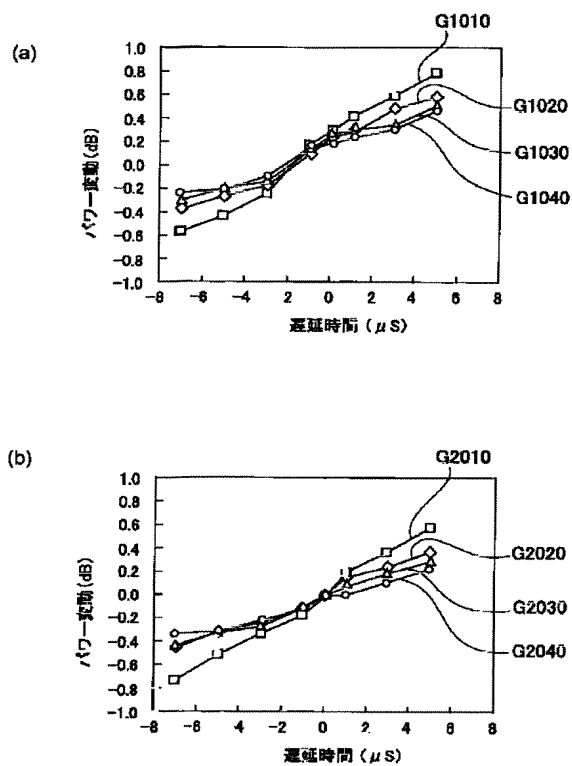
【図9】



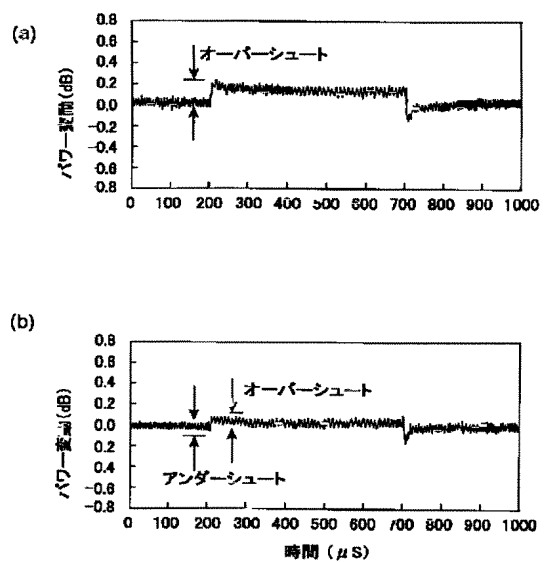
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

(51)Int. Cl.⁷

H 0 4 J 14/00

14/02

識別記号

F I

(参考)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
8 November 2001 (08.11.2001)

PCT

(10) International Publication Number
WO 01/84679 A1

(51) International Patent Classification⁷: **H01S 3/00**

(21) International Application Number: **PCT/US01/06026**

(22) International Filing Date: 22 February 2001 (22.02.2001)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
60/200,690 29 April 2000 (29.04.2000) US

(71) Applicant: **CORNING INCORPORATED** [US/US]; 1 Riverfront Plaza, Corning, NY 14831 (US).

(72) Inventors: **GERRISH, Kevin, S.**; 37 Suburban Drive, Elmira, NY 14903 (US). **LELIC, Muhidin**; 2 Barrington Road, Horseheads, NY 14845 (US).

(74) Agent: **SHORT, Svetlana, Z.**; Corning Incorporated, SP TI 3 1, Corning, NY 14831 (US).

(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

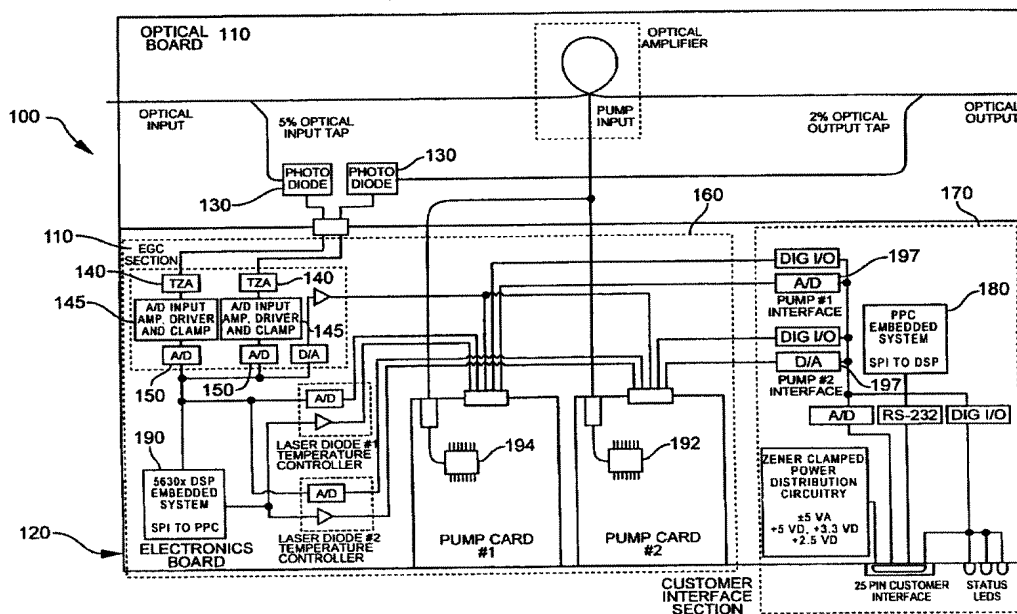
(84) Designated States (*regional*): European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

Published:

- with international search report
- before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: **UNIVERSAL CONTROLLER FOR AN OPTICAL AMPLIFIER**



(57) Abstract: An amplifier characterized by gain and output power comprises: (i) at least one gain medium (110); (ii) at least one pump (194, 192) supplying optical power into the gain medium; and (iii) a controller (120) controlling the gain and the output power of the amplifier. The controller (120) includes a signal compression circuit (EGC Section) to cover a wide dynamic range for optical input and output signals, so that resolution for low optical signals is better than resolution for high optical signals.

UNIVERSAL CONTROLLER FOR AN OPTICAL AMPLIFIER

5

CROSS-REFERENCES TO RELATED APPLICATIONS

Reference is made to commonly assigned pending provisional application as the parent application serial number 60/200690, filed on April 29, 2000 entitled

10 “UNIVERSAL CONTROLLER FOR OPTICAL AMPLIFIERS” and Provisional patent application serial number 60/196596, filed on April 13, 2000 entitled “METHOD FOR CONTROLLING PERFORMANCE OF OPTICAL AMPLIFIERS”, and provisional application serial number 60/196784 filed April 13, 2000 in the name of Gerrish et al. and entitled “OPTICAL AMPILIFERS WITH A SIMPLE

15 GAIN/OUTPUT CONTROL DEVICE” which are incorporated by reference, herein.

Field of the Invention

This invention relates to an optical amplifier with an improved electronic

20 controller. This controller operates in the gain or output power control mode and works over wide dynamic range of gain or optical signal powers.

Background of the Invention

In recent years optical amplifiers have undergone considerable transformation. Increased demand for more data transfer resulted in development of wavelength division multiplexing (WDM) technology, which allows more data to be transmitted over one fiber by increased channel count (i.e., a larger number of narrower wavelength ranges within the same predetermined wavelength window). This WDM technology suffers from unwanted effects, such as a variation in gain and output power when the input signal power is constant (for example, due to aging of the amplifier or due to stresses in the amplifier), and cross talk between different channels, for example, when the input signal is modulated at a low frequency. The low frequency is a frequency of up to 100Hz. This low frequency modulation can be present, for example, due to the addition or dropping of some to the channels, or due to sudden loss of signal at certain wavelengths. These unwanted effects have a negative influence on the power transients (i.e., fluctuations of output optical signal power) of surviving channels, which results in a poor performance of the signal transmission, expressed in an increased bit error rate (BER). In order to minimize the unwanted output signal power fluctuation and the power transients, it is common to introduce a mechanism for controlling either the output signal power or the gain of the optical fiber amplifier. Gain is the ratio of the optical signal output power to the optical signal input power.

There are several known approaches for controlling output signal power or the gain of the optical fiber amplifier. The first approach, known as the electronic feedback/feed-forward approach, utilizes electronic circuitry to control power transients caused by the change of input power, due to adding or dropping of the optical channels. More specifically, amplifier gain or power is controlled by analog tuning of the electronic components, for example by changes resistor's or capacitor's values. This approach allows the user, such as a communication company, to minimize power transients in any given optical amplifier by controlling either the amplifier gain or the amplifier output power, but not both. This approach also limits accuracy of gain control when signal power is small. Finally, this approach does not compensate for amplifier noise, such as ASE (amplified spontaneous emission).

The second approach, known as the optical feedback control approach, utilizes only optical components to control power transients of the optical fiber amplifier. This approach is even less flexible than the all-electronic approach described above, because any change in power or gain control requirements requires the change in optical components.

Another approach is to utilize an electronic controller and an additional monitoring channel. This monitoring channel provides a command signal based on information about the change in number of incoming channels. The gain controller, based on these commands, automatically switches between the power control and gain control modes in order to keep amplifier performance within predetermined limits. Furthermore, it is desirable that optical amplifiers operate over a wide dynamic range of input optical power, output optical power or gain while preserving control accuracy. This is especially difficult if a digital controller is utilized and when the input signal is low (less than -28dBm).

Erbium doped fiber amplifiers (EDFA) are very important components in the optical communication networks. These amplifiers are widely used to provide gain for wavelength division multiplexed optical communications. When high-speed data (over 2Gbits/sec) is transmitted over the EDFA, the amplifier gain is nearly undisturbed by the fast signal modulation and there is no cross talk between the communication channels. However, low frequency fluctuation of input signal caused, for example, by adding or dropping one or more channels of WDM signal, can cause considerable fluctuation in the inversion levels of Er doped fibers. The negative effects of low frequency fluctuation of the input signal are multiplied if there more than one EDFA is present in the network.

25

SUMMARY OF THE INVENTION.

According to one aspect of the present invention an amplifier characterized by gain and output power comprises: (i) at least one gain medium; (ii) at least one pump supplying optical power into the gain medium; (iii) a controller controlling the gain and the output power of the amplifier. The controller includes a signal compression circuit

30

to cover a wide dynamic range for optical input and output signals, so that resolution for low optical signals is better than resolution for high optical signals.

According to one embodiment of the present invention the controller utilizes a logarithmic circuit. According to another embodiment of the present invention the controller utilizes an electronic gain switch circuit.

According to one embodiment of the present invention an amplifier characterized by gain and output power comprises: (i) at least one gain medium; (ii) a pump supplying optical power into said gain medium; (iii) a controller controlling said gain and said output power of said amplifier. This controller includes an electronic gain switch to cover a wide dynamic range for optical input and output signals, so that resolution for low optical signals is better than resolution for high optical signals.

It should be understood that both the foregoing general description and the following detailed description are merely exemplary of the invention, and are intended to provide an overview or framework for understanding the nature and character of the invention as it is claimed. The accompanying drawings are included to provide a further understanding of the invention, and are incorporated in and constitute a part of this specification. The drawings illustrate various features and embodiments of the invention, and together with the description serve to explain the principles and operation of the invention.

Brief Description of the Drawings

Figure 1 is a schematic diagram of an optical amplifier, which includes an electronic controller.

Figure 2 is a schematic diagram of exemplary optical amplifier of figure 1.

Figure 3 is a schematic diagram of another exemplary optical amplifier.

Figures 4A-4D illustrate the behavior of the amplifier of FIG. 1 during transient regime, when channels are added a dropped.

Figures 5A-5D illustrate the affect of the electronic controller in eliminating cross talk.

Figure 6 is a schematic simulation block diagram of an optical amplifier operating in gain control mode.

Figures 7A – 7D illustrate the closed-loop performance of the amplifier with automatic gain control mode.

Figure 8 is a schematic simulation block diagram of an optical amplifier operating in electronic power control mode.

Figures 9A – 9D illustrate the closed-loop performance of the amplifier with automatic power control mode.

5

DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

The negative effects of low frequency fluctuation of input signal to an EDFA can cause cross talk between channels and decrease signal to noise ratio of the amplifier. Therefore, it is crucial to remove or minimize low-frequency fluctuation effects before they affect the amplifier performance. The exemplary amplifiers of the present invention provide suppression of fast (about 50μseconds or faster) power and gain transients, as well as pump temperature control and re-configurable signal processing. In addition, in order to be able to control gain or power transients, it is preferable that the amplifier's controller accommodates other communication system requirements and has the ability to perform some additional control function (for example, pump laser temperature control, coil temperature control). Furthermore, the controller may also provide monitoring, self-testing, and other diagnostic functions, for example alarm processing. A remote operator can interact with the controller by remotely issuing the commands and monitoring the performance of the amplifier. These commands and monitoring can be implemented via serial interface, parallel interface, or Ethernet. As stated above, according to the present invention the optical amplifier includes an electronic controller. This electronic controller preferably provides all of the necessary functions by digital and analog electronics and software. The exemplary electronic controller disclosed herein is a two-processor unit embedded system. However, a single processor unit may also be utilized. The electronic controller described in this section is flexible enough to accommodate multiple optical amplifier designs.

Figure 1 illustrates an exemplary EDFA 100. This amplifier 100 includes separate optical section 110 and electronic controller 120. Figures 2 and 3 show, in more detail, exemplary optical section 110 of the EDFA 100 of Fig. 1. Figure 2

30

illustrates an optical section 110 that utilizes a single pump laser. Figure 3 illustrates an alternative optical section 110 that utilizes two pump lasers. The amount of the optical power, delivered by the EDFA 100 is determined by the electronic gain (or the output power) control section of the electronic controller 120. In this EDFA 100 the actual
5 amount of input and output optical power is monitored by appropriate photo-diodes 130. Signals from the photo-diodes 130 are conditioned by the transimpedance amplifiers 140 and converted to a digital form by A/D (Analog to Digital) converters 150. Driver circuit 145 are situated between the transimpedance amplifiers 140 and the
10 A/D (Analog to Digital) converters 150. These driver circuits 145 include logarithmic amplification circuits or, alternatively, electronic gain switch circuits. These circuits are described in detail further down in this specification. The electronic controller 120 includes two main sections – automatic gain/power/temperature control (AGC) embedded system section 160 and communication/alarm processing (CAP) embedded
15 system section 170.

15 The AGC section 160 provides high-speed gain/power control algorithms. Its main function is sensing of the input and output optical signals, for example by photo diodes and utilization of this information to provide high-speed control of the pump laser diode. Secondary functions include pump laser diode temperature control and communications implemented by another processor 180.

20 This AGC section 160 relies on a fast fixed-point arithmetic DSP processor 190, such as Motorola 56311TM processor that has built in a co-processing unit. The AGC section 160 performs all classical feedback loop control tasks such as, for example, reading input and output optical power, calculating gain, comparing gain with its desired value and calculating the control signal to control the laser pump. It may also
25 control the coil temperature, the pump laser temperature to improve gain spectrum. The DSP processor 190 is programmed to work as a multi-rate sampling unit, because of two different control speeds for the gain/power transients and pump temperature. An optional (second) pump laser 192 may be controlled at a different speed from the speed of the principal pump laser 194. Therefore, the second pump may be controlled either
30 by the AGC section 160 or the CAP section 170. One and two pump laser control configurations are illustrated in Figures 2 and 3, respectively.

The CAP section's primary responsibility is to maintain the link from the external user to the optical amplifier 100. In addition, CAP section 170 maintains communications with the AGC section 160.

While capable of performing the tasks of the CAP section 160, the AGC section 5 170 is optimized to efficiently complete a high-speed digital control loop. This is accomplished by the analog-to-digital conversion of the appropriate input values (input and output optical power for this case), conducting the proper digital filtering algorithm with optimized software and creating the output control signal (digital-to-analog conversion driving a laser diode pump signal for this case). Other options for the 10 output control signal includes, but are not limited to, PWM (pulse width modulation) for the pump temperature control.

A challenge that must be overcome in designing the digital controller 120 is problem created by the dynamic range of the input and output signals as well as the desired amplifier gain range. More specifically, the DSP processor 190 has a limited 15 processing speed. The A/D converter has limited number of bits of resolution. Therefore, the controller 120 should provide a balance between the controller sampling speed and the number of bits of resolution of the A/D (analog to digital) converter. The electronic controller 120 of this embodiment may utilize at least two alternative methods to overcome this problem. These methods are signal compression, which 20 utilizes logarithmic amplifiers and electronic gain (range) switching method.

Logarithmic amplification/compression.

The driver circuits 145 may include, for example, a logarithmic amplification (compression) circuit 195A (not shown). The Logarithmic amplification (compression) circuit 195A performs a logarithmic calculation (such as \log_{10} , for example) of 25 electrical input or output signals, corresponding to input and output optical powers, with analog electronics. In this way, the wide range of input or output optical powers is compressed and can be represented by a limited number of bits of A/D converter. This compressed electrical signal provided by the logarithmic amplification circuit is sampled and converted to the digital domain. At this point, this digital signal can be 30 processed directly, or decompressed by performing an anti-log function with the digital-processing algorithm. Furthermore, when the electrical signal (corresponding to optical power) is transformed by a logarithmic function, input or output signals

corresponding to low optical power can be represented by a larger number of bits, improving the resolution of these signals and therefore, improving the accuracy of gain/output power control.

5

Dynamic range switching

The other option for increasing dynamic range performance involves direct control of the value of the analog input signal that enters the A/D converter. To increase the resolution of the conversion the A/D converter needs to see a higher analog signal (higher voltage) representing optical signal power when optical input signal is small.

10 Thus, section 160 includes A/D converter, a TZA (trans-impedance amplifier) that converts electrical current values, provided to it by a photo-detector, to voltage, and also includes A/D drivers which convert voltage provided by a TZA (trans-impedance amplifier) to a different voltage range suitable as input to the A/D converter. When this approach is utilized, the A/D driver circuit 145 includes a gain switch 195B. When the

15 optical input signal is small (for example, less than -25dBm), this gain switch 195B multiplies (for example by a factor of 16) and thus increases the analog signal provided to the A/D converter, which will increase resolution (conversion accuracy) for the low input signals. Thus, in normal operating mode, when the optical signals are low or not very large, the gain switch of A/D drivers would be set to its maximum value, allowing

20 for the best signal-to-noise ratio.

If either of the input signals to the drivers 145 (i.e., the signals corresponding to the optical input and output powers, respectively) becomes very large, an overflow condition will result. The digital value sampled by the AGC section 160 will be at its maximum, and will not represent the actual value corresponding to the power of the

25 optical signal. The AGC section 160 automatically recognizes that the input signal is in an overflow condition (i.e. the input value being at maximum for a pre-defined, minimum period of time). At this point, the electronic gain of the saturated A/D driver can be reduced with the proper synchronization with the digital processing algorithm. With this gain reduced, the analog input signal to the A/D converter would no longer be

30 in an overflow condition and normal control processing continues. It is preferable that a hysteresis is used to avoid unnecessary, oscillatory gain switching, caused by noise.

This noise may be introduced by fluctuations in the optical signal power or can be introduced by electronic circuits.

Another novel feature of this amplifier involves the usage of fast electronic A/D converters 197 designed for use in a different industry (in this case, the audio industry).
5 The multiple A/D converters 197 are pre-packaged in a single chip, take very little space and are more reliable than if multiple separate A/D chips are used. Therefore, by utilizing a single chip A/D converters 197 we achieve reduced cost and maximum product lifetime. These single chip A/D converters 197 enable simultaneous sampling of electrical signals representing temperature of the pump lasers. This simultaneous
10 sampling allows the AGC section 160 to control the laser diode temperature with minimal processing time. Once the signals representing the input and output optical powers and temperature of the pump lasers are sampled, the digital nature of the AGC section 160 allows easy implementation of different control modes. For example, this controller 120 utilizes two alternative control modes: (i) optical output power control
15 and (ii) optical gain control mode. The control modes are selected by the operator, via remote commands, for example. Only one control mode is used at the time and the switch from one mode to another mode is be made by operator's command.

With the controller 120 operating in optical output power control mode, the AGC section 160 must produce the proper control signal to ensure the optical output
20 power of the EDFA is held at a constant or near a constant desired value.

The amplifier is required to perform well in suppression of output power transients. Figure 4A shows oscilloscope trace illustrating the transient behavior of amplifier total input and out put powers without the presence of the electronic gain controller. It illustrates the worst-case scenario, where in addition to one existing
25 channel in the amplifier new 32 channels are introduced to the amplifier at $t \approx 5.8$ msec. More specifically, curve #1 of the figure 4A shows that a change in total optical input power occurs at about $t \approx 5.8$ msec (increased signal). Curve # 2 of the figure 4A represents total optical output power. More specifically, this curve shows a large transient spike, at time $t \approx 5.8$ msec, corresponding to the change in the input optical
30 power.

Figure 4B represents the behavior of the same amplifier with the functional electronic gain controller. More specifically, it shows that the increase in optical output

power is now proportional to the increase in optical input power and the absence of the transient output power spike. It is noted, the gain was held at 20dB.

Figure 4C illustrates transient behavior of amplifier without the electronic gain controller. It illustrates the worst-case scenario, where the 32 of 33 channels are dropped at time $t \approx 5.8 \text{ msec}$ and one channel is left in the amplifier. More specifically, curve #1 of the figure 4A shows that a change in total optical input power occurs at about $t \approx 5.8 \text{ msec}$ (decreased signal power). Curve #2 of the figure 4C represents total optical output power. More specifically, this curve shows a large negative transient spike, at time $t \approx 5.8 \text{ msec}$, corresponding to the change in the input optical power.

Figure 4D represents the behavior of the same amplifier with the functional electronic gain controller. More specifically, it shows that the decrease in optical output power is now proportional to the decrease in optical input power and the absence of the transient output power spike.

Figure 5A illustrates the effect of crosstalk on surviving channel(s). More specifically, the vertical axis response to the optical power, and the horizontal axis represents time t . Curve #1 represents the total input power at any one time. Curve #2 represents total output power, and curve #3 represents output power of the surviving channel. From the time period of $t=0$ to $t \approx 5.8 \text{ msec}$ only one signal input power is present ($\lambda_c = 1533.47 \text{ nm}$). At time $t \approx 5.8 \text{ msec}$ additional 32 channels were added ($1528 \text{ nm} \leq \lambda_{ci} \leq 1565 \text{ nm}$). Thus, Curve #1 of figure 5A illustrates that the total input optical power went up at time $t \approx 5.8 \text{ msec}$. Curve #2 corresponds to the total output optical power. Curve #2 shows a large transient spike at time $t \approx 5.8 \text{ msec}$. Curve #3 corresponds to the output power of the original dropped channel. Curve #3 shows that the output power of the original channel dropped when the other channels were added.

This is the evidence of undesirable crosstalk between the channels.

Figure 5B illustrates the behavior of the same amplifier with the functional electronic gain control. This figure illustrates that the power of the original channel did not change with addition of other channels. Thus, the controller successfully eliminated crosstalk while preserving the gain of the amplifier at 20dB.

Figures 5C and 5D are similar to figures 5A and 5D, but illustrate the behavior of the amplifier when the channels are dropped. Figure 5C illustrates the effect of crosstalk on surviving channel(s). More specifically, the vertical axis corresponds to

the optical power, and the horizontal axis represents time t . Curve #1 represents the total input power at any one time. Curve #2 represents total output power, and curve #3 represents output power of the surviving channel. From the time period of $t=0$ to $t \approx 5.8$ msec a total of 33 channels was present. At time $t \approx 5.8$ msec 32 channels were dropped. Thus, curve #1 of figure 5A illustrates that the total input optical power went down at time $t \approx 5.8$ msec. Curve #2 corresponds to the total output optical power. Curve #2 shows a large negative transient spike at time $t \approx 5.8$ msec. Curve #3 corresponds to the output power of the original dropped channel. Curve #3 shows that the output power of the original channel increased when the other channels were dropped. This is also the evidence of undesirable crosstalk between the channels.

Figure 5D illustrates the behavior of the same amplifier with the functional electronic gain control. This figure illustrates that the power of the original channel did not change with drop of other channels. Thus, the controller successfully eliminated crosstalk while preserving the gain of the amplifier at 20dB.

The controller 120 described in a previous section can be significantly simplified if the amount of signal monitoring, remote commands, and alarm processing is reduced to a minimum. In this case the controller 120 can be a single processor embedded system. It is required that this single processor embedded system includes a high-speed (equal to or greater than 150MHz clock rate) processor, such as a fast DSP processor. An example of this processor is a Motorola processor 56311TM. The controller 120 preferably has at least two control feedback loops – a fast control loop utilized for automatic gain control and a slow loop for pump laser temperature control, or for rear earth doped fiber temperature control, for example. Minimum processing speed in the fast loop cannot be lower than 0.5 MHz rate, while the slow loop can operate at around 1 Hz to 10 kHz. It is preferred that the fast loop operates in the range of 500kHz to 10 MHz.

If the high-speed transients suppression is less important than steady-state control of gain or output power and, the amplifier module is required to monitor and process high volume of low speed signals such as remote commands and alarms a slower embedded system, with floating-point arithmetic capability can be used. A typical processor would include a Motorola Power PCTM running an “off the shelf” embedded operating system such as VX WorksTM. The low frequency characteristics

of the signals being processed allow implementation of more computationally demanding control/processing algorithms, such as adaptive control. This system can take care of system adjusting set points, remote commands, alarm processing, gain and temperature control, control parameters tuning, etc.

5

Example

In order to illustrate transient control capabilities of the controller 120 simulations have been done for both for the gain and output power control modes of the amplifier. A classical proportional plus integral (PI) control algorithm is used in both cases. Figure 6 shows a simulation block diagram corresponding to the amplifier
10 operating in gain control mode. This simulation block diagram depicts the optical section 110 and the electronic controller 120.

The optical section 110 includes EDFA 220 and pump laser(s) 221. At least two optical input signals 222 and 224 are provided to EDFA 220 from the input port 210. The power provided by the signal 222 is variable. Thus, signal 222 represents adding
15 and dropping channels. The signal 224 has a constant value and represents the surviving channels entering the optical amplifier. The optical section 110 of the amplifier amplifies the signals 222 and 224 and provides an amplified output signal 226. A small part 226' of the output signal 226 is provided to the controller 120. A taped input signal 228 is proportional to the total input power provided by lines 222 and
20 224. This taped signal 228 is also provided to the controller 120.

According to Fig. 6, the electronic controller 120 includes a gain calculation block 230, analog-to-digital converter (AD) block 240, gain setpoint block 250, gain error calculation block 260, PI control block 270, digital-to-analog converter (DA) block 280 and pump drive circuit block 290.

25 The gain calculation block 230 calculates the amplifier gain 232 based on the powers of the taped output and input signals 226 and 228, respectively.

The AD block 240 converts analog value of the gain provided to block 240 by signal 232 to a digital form. This digital value of calculated gain 242 is compared in the gain error calculation block 260 with the gain set point value provided by the gain setpoint
30 block 250. The calculated gain error 262 enters the PI control block 270. This block 270 calculates and provides the control signal 272 for the DA converter 280. This control signal 272 is in a digital form and it is converted into an analog form by the DA

converter block 280. The output 282 of the DA converter block 280 enters the pump drive circuit 290. This pump drive circuit 290 controls the pump laser 221. The pump laser 221 provides the amplifier section 110 with necessary optical power, which keeps the amplifier gain 228 equal to the gain set point value 252.

5 Figures 7A – 7D illustrate the closed-loop performance of the amplifier with automatic gain control mode. (By closed loop we mean that the control algorithm is in place and provides feedback control.) Figures 7A, 7B, 7C illustrate the behavior of the input signal P_{in} , gain set point G_{sp} and pump power P_p , respectively. More specifically, Figure 7A illustrates that input signal power drops from -5.23 dBm (0.3mW) to -8.24 dBm (-0.15 mW) at time $t=4$ msec. Figure 7B illustrates a change in the gain setpoint. More specifically, gain setpoint G_{sp} (desired value of gain) changes from 20 dB to 17 dB at time $t=6$ msec. Figure 7C illustrates that pump laser power drops when the input power drops because the amplifier is in the gain control mode, i.e. the total output optical power is proportional to the total input power. Drop in the pump power is not instant but goes through transient period of 250 microseconds. Figure 7C also illustrates that the optical power of laser pump drops when the gain setpoint is set at a lower value. Thus, at time $t=6$ ms, when the gain setpoint drops (see Figure 7B) and input power does not change, the laser pump power drops in order to decrease the optical output power of the amplifier. Figure 7D illustrates the effect of gain control on the gain of this amplifier. More specifically, this graph shows that at time $t=4$ msec, when the input signal power drops, the amplifier gain will go through a short transient regime (in time period from 4 msec to 4.5 msec). During this period the pump laser will change its value to bring the amplifier gain back to its setpoint value of 20 dB. On the other hand, when the gain setpoint drops from 20 dB to 17 dB (at time $t=6$ msec) the pump control signal (Figure 7C) will start to change in order to decrease the actual amplifier gain. After transient period of 0.75 msec, the amplifier gain will be equal to the new set point value of 17 dB.

Figure 8 shows a simulation block diagram corresponding to the amplifier operating in the power control mode. This simulation block diagram depicts the optical section 110 and the electronic controller 120.

The optical section 110 includes EDFA 220 and pump laser(s) 221. At least two optical input signals 222 and 224 are provided to EDFA 220 from the input port 210.

The power provided by the signal 222 is variable. Thus, signal 222 represents adding and dropping channels. The signal 224 has a constant value and it represents surviving channels entering the optical amplifier section 110. Signal 226, as before, represents the output power of the amplifier.

5 The AD block 240 converts analog value of the output power (provided to block 240 by the output signal portion 226') to a digital form. This digital value of output power 242' is compared in the power error calculation block 260 with the output power set point value 244, provided by the output power setpoint block 243. The calculated power error 262' enters the PI control block 270. This block 270 determines the control
10 signal 272' for the pump laser 221. This control signal 272' is in a digital form and it is converted into an analog form by the DA converter block 280. The output of this converter block 280 enters the pump laser 221. The pump laser 221 provides the optical section 110 with necessary optical pump power, which keeps the total output power 226 of the amplifier 100 equal to the output power set point value 244.

15 Figures 9A – 9D illustrate the closed-loop performance of the amplifier with automatic power control mode. Figures 9A, 9B, 9C illustrate the behavior of the input signal P_{in} , output power set point (i.e. desired amount of output power P_o and , pump power signal P_p , respectively. More specifically, Figure 9A illustrates that input signal power dropped from -2.22 dB (approx 0.6 mW) to approx. -4 dBm (0.4 mW) at $t=4$
20 msec. Figure 9B illustrates that the output power setpoint $P_{o,sp}$ increased from 13 dBm 20 mW (approx 20 mW) to 16 dBm (40 mW) at time $t=2.5$ msec. Figure 9C illustrates the resultant changes in pump optical power, P_p . More specifically, figure 9C illustrates that at time $t=2.5$ ms when the output power setpoint 244 increases, the pump power 294 also increases in order to drive the output power 226 of the amplifier to its
25 new set point value 244 of 40 mW. The pump power increases again at $t=4$ msec, when input signal 222 drops. This increase in pump power at $t=4$ msec is needed because it needs to make up for lost power in the amplifier due to the input signal drop. Figure 9D corresponds to the actual output power 226 provided by this amplifier. Note that after the output setpoint changed (Figure 9B) the output of the amplifier starts to
30 increase from 13 dBm to 16 dBm. The transient time (the time needed for output power to change from 13 to 16 dBm) is approximately 250 microseconds. On the other hand, when the total optical input signal power (Figure 9A) drops from 0.6 to 0.4 mW, the